УДК 621.313

С.М. Пересада, канд.техн.наук (НТУУ “КПИ”, Киев), **С.В. Король** (НТУУ “КПИ”, Киев)

УПРАВЛЕНИЕ СКОРОСТЬЮ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ КОСВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ПО ВЕКТОРУ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ СТАТОРА

Представлено загальнотеоретичне рішення задачі керування кутовою швидкістю машини подвійного живлення, що гарантує асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій зміни кутової швидкості при стабілізації коефіцієнта потужності статорного кола на одиничному рівні. На основі внутрішньої підсистеми регулювання моменту запропонований алгоритм регулювання швидкості з компенсацією моменту навантаження, що базується на принципі пасивності. Показано, що локальне експоненціальне відпрацювання заданої швидкості і стабілізація коефіцієнта потужності досягається при обмежених моменті навантаження, заданих значеннях швидкості та її похідних.

Представлено общетеоретическое решение задачи управления угловой скоростью машины двойного питания, гарантирующее асимптотическую отработку заданных траекторий изменения угловой скорости при стабилизации коэффициента мощности статорной цепи на единичном уровне. На основании внутренней подсистемы регулирования момента предложен алгоритм регулирования скорости с компенсацией момента нагрузки, базирующийся на принципе пассивности. Показано, что локальная экспоненциальная отработка заданной скорости и стабилизация коэффициента мощности достигается при ограниченных моменте нагрузки, заданных значениях скорости и ее производных.

The general solution of the doubly-fed induction machine speed control problem, which guarantees asymptotic tracking of the reference speed trajectories with unity stator-side power factor stabilization, is presented. Based on the inner torque control system, a speed tracking controller, with load torque compensation is designed using passivity approach. It is shown that exponential speed tracking and stator-side power factor stabilization is locally achievable, provided that speed references and their time derivatives, as well as load torque, are properly bounded.

I. ВВЕДЕНИЕ

Электромеханические преобразователи на основе асинхронной машины двойного питания (МДП) являются привлекательными для класса технологических применений с ограниченным диапазоном изменения угловой скорости, особенно если момент нагрузки существенно зависит от угловой скорости. К таким применениям относятся электроприводы систем непрерывного транспорта, насосов, вентиляторов, электромеханические преобразователи энергии с маховиковым накопителем и др., в которых добиться целей управления можно при не значительных отклонениях (10-20%) от синхронной угловой скорости МДП. Основные преимущества использования МДП в электромеханических системах с ограниченным диапазоном регулирования угловой скорости приведены в [1].

Задача управления угловой скоростью МДП, так же как управления моментом, традиционно рассматривается при упрощающих допущениях, основными из которых являются пренебрежение влиянием активного сопротивления статора и условиях токового управления роторной цепью МДП.

При пренебрежении активным сопротивлением статора, модуль вектора потокосцепления статора можно считать постоянным, тогда момент, развиваемый МДП, пропорционален компоненте вектора тока ротора, которая ортогональна к вектору потокосцепления. Такое допущение позволяет в первом приближении формировать заданное значение этого тока как выход регулятора скорости [2] - [4], аналогично тому, как это осуществляется в традиционных системах с подчиненным регулированием параметров в электроприводе постоянного тока.

Вместе с тем динамическое поведение МДП значительно сложнее и такое упрощение приводит к появлению неуправляемых компонент момента, поэтому достигнуть заданных показателей качества в динамике невозможно.

В [1] получено общее решение задачи асимптотического развязывающего управления моментом и реактивной мощностью статора МДП, не использующее упрощающих допущений принятых в [2] - [4]. В настоящей статье результат управления моментом МДП распостранен на задачу управления угловой скоростью. Представлено общее, теоретически обоснованное, решение задачи отработки угловой скорости при стабилизации единичного коэффициента мощности статорной цепи, базирующееся на принципе пассивности в управлении нелинейными системами. Показано, что алгоритм управления угловой скоростью гарантирует асимптотическую отработку угловой скорости при одновременной компенсации неизвестного постоянного момента нагрузки.

II. ФОРМУЛИРОВАНИЕ ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ УГЛОВОЙ СКОРОСТЬЮ МДП

Полные уравнения динамики МДП в системе координат, ориентированной по вектору напряжения сети [1], имеют вид:

$$
\begin{aligned}
&\dot{\omega} = \frac{1}{J}\left(T - \nu\omega - T_L\right), \quad T = \mu\left(\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}\right) \\
&\dot{\psi}_{1d} = -\alpha\psi_{1d} + \omega_1\psi_{1q} + \alpha L_m i_{2d} + U_m \\
&\dot{\psi}_{1q} = -\alpha\psi_{1q} - \omega_1\psi_{1d} + \alpha L_m i_{2q} \\
&\dot{i}_{2d} = -\gamma i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha\beta_1\psi_{1d} - \beta\omega\psi_{1q} - \beta U_m + \frac{1}{\sigma}u_{2d} \\
&\dot{i}_{2q} = -\gamma i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha\beta_1\psi_{1q} + \beta\omega\psi_{1d} + \frac{1}{\sigma}u_{2q}
\end{aligned}
\qquad (1)
$$

где определения переменных и параметров в соответствии с [1].

Алгоритм регулирования момента и потокосцепления [1] включает:

Регулятор вектора потока статора

$$
\begin{aligned}
&i_{2q}^{*} = \frac{1}{\alpha L_m}\left(\alpha_1\psi^{*} + \dot{\psi}^{*}\right) \\
&\psi^{*} = \frac{-U_m - \left(U_m^2 - 4\left(\frac{2}{3}\right)\omega_1 R_1 T^{*}\right)^{\frac{1}{2}}}{2\omega_1}
\end{aligned}
\qquad (2)
$$

Регулятор момента

$$
i_{2d}^{*} = \frac{T^{*}}{\mu\psi^{*}}, \quad \mu = \frac{3}{2}\frac{L_m}{L_1} \qquad (3)
$$

Регулятор токов ротора

$$
\begin{aligned}
u_{2d} &= \sigma\left(\gamma i_{2d}^{*} - \omega_2 i_{2q}^{*} + \beta\omega\psi^{*} + \beta U_m + \dot{i}_{2d}^{*} - k_i \tilde{i}_{2d}\right) \\
u_{2q} &= \sigma\left(\gamma i_{2q}^{*} + \omega_2 i_{2d}^{*} - \alpha\beta\psi^{*} + \dot{i}_{2q}^{*} - k_i \tilde{i}_{2q}\right)
\end{aligned}, \tag{4}
$$

Этот алгоритм в соответствии с результатом [1] гарантирует глобальную асимптотическую отработку заданных траекторий момента T^{*} при одновременной стабилизации реактивной мощности статора на нулевом уровне.

Принципиальной особенностью алгоритма управления (2) - (4) является то, что в силу его действия электрическая подсистема МДП, заданная четырьмя последними уравнениями в (1), приобретает свойство строгой пассивности. Благодаря этому, для любых траекторий изменения угловой скорости ω, ошибки отработки заданных токов и потокосцеплений экспоненциально затухают в ноль, т.е.

$$
\left\|\mathbf{x}_e(t)\right\| \le c\left\|\mathbf{x}_e(0)\right\| e^{-\lambda t}, \qquad \lambda > 0, c > 0 .
$$

где $\mathbf{x}_e = \left(\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, i_{2q}\right)^T$, $\tilde{\psi}_{1d} = \psi_{1d} - \psi^{*}$, $\tilde{\psi}_{1q} = \psi_{1q}$, $\tilde{i}_{2d} = i_{2d} - i_{2d}^{*}$, $\tilde{i}_{2q} = i_{2q} - i_{2q}^{*}$.

Уравнение динамики угловой скорости МДП при управлении моментом может быть получено из (1) в следующем виде:

$$
\dot{\omega} = \frac{1}{J}\left(T^{*} + \tilde{T} - \nu\omega - T_L\right) \tag{5}
$$

где T_L – момент нагрузки, $\nu > 0$ – коэффициент вязкого трения, J – момент инерции, а ошибка отработки момента определена в [1] как

$$
\tilde{T} = T - T^{*} = \mu\left(\psi^{*}\tilde{i}_{2d} + \tilde{\psi}_{1q}\tilde{i}_{2d} + \tilde{\psi}_{1q} i_{2d}^{*} - \tilde{\psi}_{1d}\tilde{i}_{2q} - \tilde{\psi}_{1d} i_{2q}^{*}\right) \tag{6}
$$

Обобщенная задача отработки угловой скорости может быть сформулирована следующим образом. Пусть ω^{*} – заданная траектория изменения угловой скорости ограниченная функция с ограниченными первыми тремя производными по времени, а T_L – постоянный неизвестный момент нагрузки. В этих условиях необходимо синтезировать алгоритм регулятора скорости, выходом которого является заданный момент T^{*} в (5), который гарантирует:

О.1. Асимптотическую отработку заданной скорости:

$$\lim_{t\to\infty}\tilde{\omega}=0 \qquad (7)$$
$$\tilde{\omega}=\omega-\omega^*$$

где $\tilde{\omega}$ - ошибка отработки заданной скорости.

О.2. Асимптотическую ориентацию по вектору потокосцепления статора заданную условием:

$$\lim_{t\to\infty}\left(\mathbf{u}_1^T\psi_1\right)=0, \qquad (8)$$

Как показано в [1], условие ориентации по вектору потокосцепления статора $\lim_{t\to\infty}\left(\mathbf{u}_1^T\boldsymbol{\psi}_1\right)=0$ гарантирует в установившемся режиме асимптотическое убывание в ноль реактивной мощности статора. Отметим, что алгоритм управления токами ротора (4) требует, чтобы производные от заданных токов, рассчитанные в силу (2) и (3) были известными функциями.

III. ПРОЕКТИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОТРАБОТКИ УГЛОВОЙ СКОРОСТИ

Динамика ошибки отработки угловой скорости может быть определена из (5) в следующем виде:

$$\dot{\tilde{\omega}}=\frac{1}{J}T^*+\frac{1}{J}\tilde{T}-\frac{\nu}{J}\omega^*-\frac{\nu}{J}\tilde{\omega}-\hat{T}_L-\tilde{T}_L-\dot{\omega}^*, \qquad (9)$$

где $\hat{T}_L$ - оцененное значение постоянной составляющей момента нагрузки $\frac{T_L}{J}$, а ошибка оценки момента нагрузки определена как $\tilde{T}_L=\frac{T_L}{J}-\hat{T}_L$.

Траекторию заданного момента, формируемую регулятором скорости, определим в виде

$$T^*=J\left(\hat{T}_L+\dot{\omega}^*-k_\omega\eta+\frac{\nu}{J}\omega^*\right) \qquad (10)$$

$$\dot{\hat{T}}_L=-\dot{\tilde{T}}_L=-k_{\omega i}\zeta$$
$$\dot{\eta}=-\frac{1}{\tau}\eta+\frac{1}{\tau}\zeta \qquad (11)$$
$$\dot{\zeta}=-\frac{1}{\tau}\zeta+\frac{1}{\tau}\tilde{\omega}$$

где $\left(k_\omega, k_{\omega i}\right) > 0$ - коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости, τ - постоянная времени фильтра измерения угловой скорости.

Подставив (10), (11) в (9) получим следующие уравнения динамики ошибок отработки угловой скорости

$$\begin{aligned}
&\dot{\tilde{T}}_L = k_{\omega i}\zeta \\
&\dot{\tilde{\omega}} = -\tilde{T}_L - \frac{\nu}{J}\tilde{\omega} - k_\omega\eta + \frac{1}{J}\tilde{T} \\
&\dot{\eta} = -\frac{1}{\tau}\eta + \frac{1}{\tau}\zeta \\
&\dot{\zeta} = -\frac{1}{\tau}\zeta + \frac{1}{\tau}\tilde{\omega}.
\end{aligned} \tag{12}$$

Невозмущенная динамика ($\tilde{T} = 0$) подсистемы регулирования скорости (12) линейна, поэтому ее желаемое динамическое поведение всегда может быть задано выбором коэффициентов k_ω и $k_{\omega i}$ ПИ регулятора скорости и постоянной времени τ фильтра скорости. Отметим, что фильтр второго порядка в (12) необходим для формирования заданных траекторий $\dot{T}^*$ и $\ddot{T}^*$, которые используются для вычисления производной заданного потока в (2) и производных заданных токов в (4).

Проектирование регулятора скорости в соответствии с (10) – (12) приводит к появлению дополнительных составляющих в динамике ошибок отработки угловой скорости, вносимых введенным фильтром скорости. Влияние этой составляющей можно произвольно уменьшить, спроектировав фильтр скорости достаточно быстрым, и приблизить таким образом динамику ошибок отработки всей системы к динамике системы пониженного порядка (при $\tau = 0$).

$$\begin{aligned}
&\dot{\tilde{T}}_L = k_{\omega i}\tilde{\omega} \\
&\dot{\tilde{\omega}} = -\left(k_\omega + \frac{\nu}{J}\right)\tilde{\omega} - \tilde{T}_L
\end{aligned}$$

Динамика ошибок отработки координат механической и электрической подсистем описывается выражениями (12), (24) и (29) в [1].

Замечание 1. Алгоритм управления моментом глобально асимптотически экспоненциально устойчив при ограниченых, в соответствии с физикой работы машины, заданных значениях момента T^* в (2):

$$T^* < T_0^* > 0, \qquad T_0^* = \frac{3}{8}\frac{U_m^2}{\omega_1 R_1} \tag{13}$$

Условие (13) учитывает падение напряжения на активном сопротивлении статора в уравнении баланса мощностей статора. Такое ограничение имеет место для всех преобразователей энергии, подключенных к сети переменного тока. Для стандартных двигателей, сопротивление статора достаточно мало и T_0^* достаточно большое по сравнению с максимальным моментом двигателя $T_{max}^* > 0$. Поэтому в реальной системе, при ограниченных токах и напряжениях двигателя и преобразователя, условие (13) всегда выполняется, и перегрузочная способность двигателя по моменту полностью используется.

В замкнутых системах регулирования скорости, заданный момент формируется регулятором скорости в соответствии с (10), что потенциально может привести к нарушению условия (13). Для предотвращения нарушения физического ограничения (13), необходимо правильно сформировать заданную траекторию изменения скорости и обеспечить корректную инициализацию системы. Условия, которые обеспечивают выполнение (13), могут быть получены на основании следующего анализа. Перепишем уравнение (10) в следующем виде:

$$T^* = T_1^* + T_2^* = J\left(\frac{T_L}{J} + \dot{\omega}^* + \frac{\nu}{J}\omega^*\right) + J\left(-\tilde{T}_L - k_\omega \eta\right) \tag{14}$$

Из (14) следует, что внешнее задание момента T_1^*, определяемое заданной скоростью ω^* и моментом нагрузки должно составлять только часть максимального заданного момента T_{max}^*. Процедура инициализации должна гарантировать, что динамическая составляющая заданного момента T_2^* не нарушит условие $\left|T_2^*\right| < T_{max} - \left|T_1^*\right|$. Для этого вводится ограничение выхода регулятора скорости, которое защищает систему преобразователь-двигатель от перегрузки по току. Процедура токового ограничения имеет вид:

$$\left|i_{2d}^*\right| \le i_{2d\max} = \frac{T_{\max}^*}{\mu\left|\psi^*\right|} \tag{15}$$

Если во время нежелательного переходного процесса регулятор скорости войдет в ограничение в соответствии с (15), условия отработки скорости нарушаются, в то время как подсистема регулирования момента/потока сохраняет свойство асимптотической устойчивости.

В последующем анализе устойчивости предположим, что условие (13) удовлетворяется, тогда выражение для заданного потока можно записать в виде:

$$\psi^* = -\frac{1}{2\omega_1}\left(U_m + g\left(T^*\right)\right), \qquad g\left(T^*\right) = \left(U_m^2 - 4\left(\frac{2}{3}\right)\omega_1 R_1 T^*\right)^{\frac{1}{2}} \tag{16}$$

Из предположения $\left|T^*\right| < T_0^*$ следует, что $g(t) > 0$ и существует две такие положительные константы, что

$$0 \le g_1 < g(t) \le g_2 < \infty\,. \tag{17}$$

Из (16) и (17) следует, что

$$\varphi_2 \le \left|\psi^*\right| \le \varphi_1, \quad \left(\varphi_1,\ \varphi_2\right) = \mathrm{const}\,, \tag{18}$$

и производная заданного потока

$$\dot{\psi}^* = \frac{2}{3}R_1\frac{\dot{T}^*}{g(t)}, \tag{19}$$

также ограничена, если ограничен $\dot{T}^*$.

Из (10), (11), (16), (19) выражение для ошибки отработки момента (6) может быть записано в следующем виде:

$$\begin{gathered}\tilde{T} = \mu\left\{-\frac{\tilde{\psi}_{1d}2R_1J}{g(t)3\alpha L_m}\left[-\left(k_{\omega i} + \frac{k_\omega}{\tau}\right)\zeta + \frac{k_\omega}{\tau}\eta\right] + \frac{\tilde{\psi}_{1q}}{\mu\psi^*(t)}\left(-\tilde{T}_L - k_\omega\eta\right) + \left(\tilde{\psi}_{1q}\tilde{i}_{2d} - \tilde{\psi}_{1d}\tilde{i}_{2q}\right) - \right. \\ \left. -\left[\frac{\psi^*(t)}{L_m} + \frac{2R_1J}{3\alpha L_m g(t)}\left(\ddot{\omega}^* + \frac{\nu}{J}\dot{\omega}^*\right)\right]\tilde{\psi}_{1d} + \frac{J}{\mu\psi^*(t)}\left(\frac{T_L}{J} + \dot{\omega}^* + \frac{\nu}{J}\omega^*\right)\tilde{\psi}_{1q} + \psi^*(t)\,\tilde{i}_{2d}\right\}\end{gathered} \tag{20}$$

Не трудно увидеть, что выражение (20) представляет собой линейную-билинейную форму относительно ошибок отработки механической системы (12), заданных вектором

$$\mathbf{x}_1 = \left(\tilde{T}_L, \tilde{\omega}, \eta, \zeta\right)^T \tag{21}$$

а также ошибок отработки электрической подсистемы (24) в [1], заданных вектором $\mathbf{x}_2 = \mathbf{x}_e = \left(\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}\right)^T$.

Композитная система, включающая механическую подсистему (12) и электрическую (24) [1] может быть представлена в общей форме каскадного соединения двух подсистем:

$$\begin{aligned}
&\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1 + \left(0, \tilde{T}, 0, 0\right)^T \\
&\left(0, \tilde{T}, 0, 0\right)^T = \mathbf{A}_{12}\left(\mathbf{x}_2, t\right)\mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1\left(t\right)\mathbf{x}_2 + \mathbf{B}_2\left(\mathbf{x}_2\right)\mathbf{x}_2 \\
&\dot{\mathbf{x}}_2 = \mathbf{A}_{21}\mathbf{x}_2 + \mathbf{A}_{22}\left(\mathbf{x}_1, t\right)\mathbf{x}_2
\end{aligned} \tag{22}$$

Общие условия устойчивости систем, имеющих форму (22), определены в [5]. Используя результат [5] возможно доказать, что положение равновесия $\left(\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T\right) = 0$ системы (22) является асимптотически экспоненциально устойчивым если:

1) Подсистема, определяемая пространственным вектором $\mathbf{x}_2$, глобально асимптотически экспоненциально устойчива для всех траекторий $\mathbf{x}_1$, которые удовлетворяют условию (13).

2) $\left\|\mathbf{A}_{12}\left(\mathbf{x}_2, t\right)\right\| \le a_1 \left\|\mathbf{x}_2\right\|, \quad 0 < a_1 < \infty$;

3) $\begin{aligned}&\left\|\mathbf{B}_1\left(t\right) + \mathbf{B}_2\left(\mathbf{x}_2\right)\right\| \le b_1 + b_2\left\|\mathbf{x}_2\right\|, \\ &0 \le \left(b_1, b_2\right) \le \infty;\end{aligned}$

Свойство глобальной экспоненциальной устойчивости электрической подсистемы было доказано в [1]. Условия 2) и 3) непосредственно следуют из структуры уравнения ошибки отработки момента (20). Поскольку ограниченность a_1, b_1, b_2 базируется на условиях (13), (16)-(19), то устойчивость является локальной. На практике полное размагничивание МДП, обусловленное падением напряжения на активном сопротивлении статора, физически не возможно при ограниченных токах и напряжениях (особенно при управлении МДП с ограниченной зоной регулирования скорости и строго ограниченными напряжениями ротора), поэтому условие локальной асимптотической устойчивости является достаточным для получения практической устойчивости в существующих режимах работы МДП.

Из условия асимптотической устойчивости системы (22) следует, что цели управлении (7) и (8) достигаются. При этом условие ориентации по вектору потокосцепления статора (8) достигается независимо от процессов управления угловой скоростью. Благодаря этому в установившемся режиме ($T^* = \mathrm{const}$) гарантируется нулевое потребление реактивной энергии статорной цепью МДП [1].

Динамика ошибок отработки координат системы управления угловой скоростью, общий вид которой представлен (22), имеет следующие свойства:

1. Динамическое поведение механической и электрической подсистем асимптотически развязано, то есть, если $\mathbf{x}_2(0) = \mathbf{0}$, тогда $\mathbf{x}_2(t) \equiv \mathbf{0}, \forall t \geq 0$, и подсистема регулирования скорости линейна. Ее номинальная динамика определяется линейным дифференциальным уравнением $\dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{x}_1$. Если $\mathbf{x}_2(0) \neq \mathbf{0}$, тогда в динамике ошибок отработки угловой скорости присутствуют затухающие компоненты ошибки отработки момента $\tilde{T}$, вносимое электрической подсистемой.

2. Предложенный алгоритм управления обеспечивает асимптотическую линеаризацию механической подсистемы, которая достигается за счет того, что ее динамика асимптотически приближается к номинальной линейной динамике с $\tilde{T} = 0$. Это позволяет использовать стандартные методы настройки линейных систем для проектирования матрицы номинальной динамики механической подсистемы $\mathbf{A}_{11}$.

Полный алгоритм управления угловой скоростью задан выражениями регуляторов момента и потока (2), (3), и токов ротора (4), в которых производные от заданных токов вычисляются из (2) , (3), (10), (11), а также алгоритма регулирования угловой скорости (10) и (11).

Реальные управляющие напряжения, прикладываемые к ротору, определяются преобразованием координат

$$\begin{pmatrix} u_{2dr} \\ u_{2qr} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon_1 - \varepsilon) & -\sin(\varepsilon_1 - \varepsilon) \\ \sin(\varepsilon_1 - \varepsilon) & \cos(\varepsilon_1 - \varepsilon) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} u_{2d} \\ u_{2q} \end{pmatrix} \tag{27}$$

где ε_1 и ε соответственно угловое положение вектора напряжения сети и угловое положение ротора МДП.

Функциональная схема предложенной системы управления угловой скоростью МДП представлена на Рис.1.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведено общее теоретическое решение задачи управления угловой скоростью МДП, гарантирующее асимптотическую отработку заданных траекторий изменения угловой скорости при действии постоянного неизвестного момента нагрузки. Показано, что в установившемся режиме предложенный алгоритм гарантирует нулевую реактивную мощность в статорной цепи МДП. Сформулированы требования к допустимым заданным траекториям изменения угловой скорости и момента нагрузки, исходя из физического ограничения на производимый МДП момент (13).

1. С.М. Пересада, И.А. Шаповал. Управление моментом и реактивной мощностью асинхронной машины двойного питания на основе косвенной ориентации по вектору потокосцепления статора. // Техническая электродинамика. – в печати.
2. W. Leonhard, *Control of Electric Drives*, Springer-Verlag, Berlin, 1995.
3. P. Vas, Vector Control of AC Machines. Oxford, Clarendon Press, 1990.
4. B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, R. A. Lakin, “Stator-Flux-Oriented Control of a Doubly-Fed Induction Machine with and without Position Encoder”, *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, vol.147, no.4, July 2000, pp.241-250.
5. S. Peresada, A. Tonielli "High Performance Robust Speed-Flux Tracking Controller for Induction Motor", *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol.14, 2000, pp.177-200.

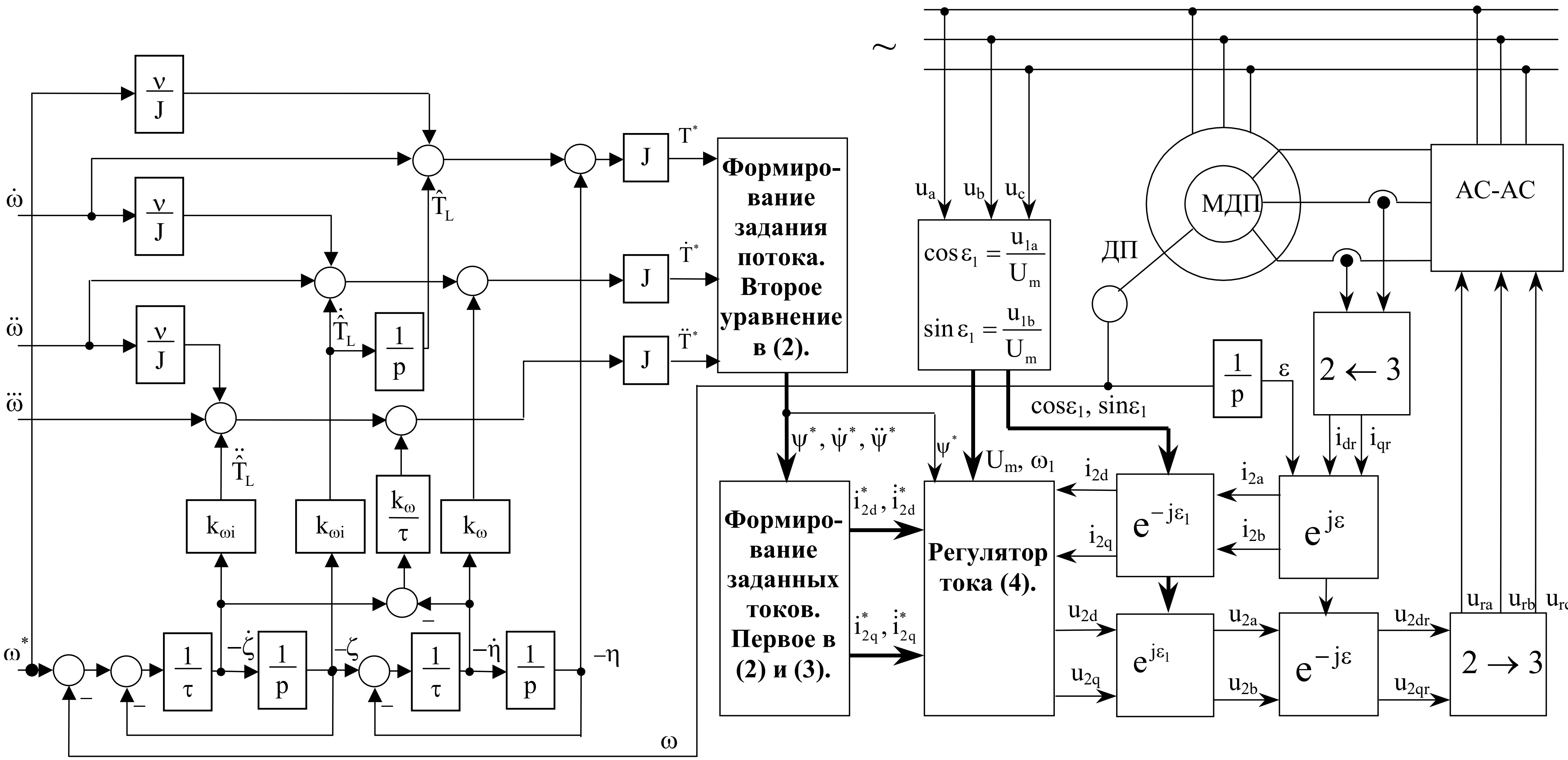

Рис. 1. Функциональная схема системы управления угловой скоростью МДП с ориентацией по вектору напряжения статора.